

УДК 621.396

Зінченко А. О., канд. техн. наук, с.н.с.(Тел.: +380 99 710 30 47. E-mail : zinchenko.andrei@yandex.ua)
(Національний університет оборони України ім. Івана Черняхівського)

МОДЕЛЬ ВІДГУКУ БАГАТОПОЗИЦІЙНОЇ ІНТЕГРОВАНОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ І РАДІОЛОКАЦІЇ НА ОСНОВІ БАГАТОСЕКМІНТНИХ КОНФОРМНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК

Зінченко А. О. Модель відгуку багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації на основі багатосекментних конформних антенних решіток. У статті розроблено математична модель відгуку багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації на сигнали, що надходять на її приймальну підсистему. Багатопозиційна система складається із мобільних станцій зв'язку і радіолокації у кожній позиції. В якості технологічної основи для створення мобільних станцій зв'язку і радіолокації передбачається використовувати багатосекментні конформні антенні решітки. Модель формалізована на випадки застосування окремих лінійних, плоских, а також багатосекційних цифрових антенних решіток у приймальних сегментах конформних антенних решіток. Відмінністю розробленої моделі є застосування блокового добутку Хатри-Рао для опису сигнальної матриці.

Ключові слова: цифрова антенна решітка, інтегрована система зв'язку та радіолокації, сигнальна матриця, діаграма спрямованості, швидке перетворення Фур'є, приймальна позиція

Зинченко А. А. Модель отклика многопозиционной интегрированной системы связи и радиолокации на основе многосекментных конформных антенных решеток. В статье разработана математическая модель отклика многопозиционной интегрированной системы связи и радиолокации на сигналы, которые поступают на ее приемную подсистему. Многопозиционная система состоит из мобильных станций связи и радиолокации в каждой позиции. В качестве технологической основы для разработки мобильных станций связи и радиолокации предлагается использование многосекментных конформных антенных решеток. Модель формализована на случаи использования отдельных линейных, плоских, а также многосекционных цифровых антенных решеток в приемных сегментах конформных антенных решеток. Отличием разработанной модели есть использование блочного произведения Хатри-Рао для описания сигнальной матрицы.

Ключевые слова: цифровая антенная решетка, интегрированная система связи и радиолокации, сигнальная матрица, диаграмма направленности, быстрое преобразование Фурье, приемная позиция

Zinchenko A. O. Response model rocker integrated communication systems and radar systems on the basis of multi conformal arrays. The article developed a mathematical model of multi-position feedback digital antenna arrays to signals that come to receive subsystem of mobile communication and radar systems. The multi-system consists of mobile stations in communication and radar systems each position. As a technological basis for the development of mobile communication and radar stations offered the use of multi conformal antenna arrays. The model is formalized in case of use of digital linear and planar antenna arrays, as well as a method that involves the simultaneous emission of each of the transmitters digital active antenna array signals of one frequency at different wavelengths of electromagnetic waves. Honors the developed model is the use of a block works Khatri-Rao matrix to describe the signal.

Keywords: digital array, integrated communications system and radar reconnaissance, signal matrix, pattern of the Fast Fourier Transform, the receive position

Вступ. Постановка проблеми. На протязі останніх років у розвитку телекомунікаційних та радіолокаційних систем намітилися чітка тенденція до застосування технології МІМО (Multiple Input Multiple Output) у якості основної для приймально-передавальних пристроїв. Теоретичні основи створення таких систем доволі повно розроблені різними науковими школами. Новим кроком у розвитку технології став перехід від розробки окремого приймально-передавального пристрою до створення багатопозиційних систем. У кожній позиції яких застосовується окрема станція зв'язку або радіолокації, що спирається на використання у якості приймально-передавального пристрою цифрової антенної решітки.

Роботи у цьому напрямку почалися порівняно недавно як за кордоном [1...4], так і в Україні [5]. Поряд із тенденцією до створення багатопозиційних систем, завдяки розвитку технічної бази, намітився напрямок до інтеграції різних радіоелектронних пристроїв у межах одного пристрою. Тому у роботах [6...8] авторами була запропонована ідея створення інтегрованої системи мобільних станцій зв'язку та радіолокаційної розвідки (МСЗРЛ), саме у багатопозиційному варіанті. В якості технологічної основи було запропоновано використовувати мультисекментні цифрові антенні решітки (ЦАР), розташовані на засобах рухомості наземного і повітряного базування. Передбачається використання сигналів OFDM, N-OFDM у якості інформаційних та імпульсних сигналів для виконання завдань радіолокаційної розвідки. Спільна обробка сигналів усіх позицій буде здійснюватись на центральному пункті збору і обробки сигналів або сукупності таких взаємозамінних пунктів.

Аналіз публікацій. Для функціонування багатопозиційної системи МСЗРЛ автором у ряді робіт було запропоновано [9, 10] сімейство моделей відгуку лінійних та плоских ЦАР в окремих позиціях на випадок застосування одно або багаточастотних сигналів для роздільної селекції імпульсних та інформаційних сигналів. Однак можливість використання багатосегментних конформних цифрових антенних решіток (КЦАР) стимулює до проведення додаткових теоретичних досліджень. В [11] автором була розроблена модель відгуку такої системи із застосуванням процедури блочного прямого добутку матриць. Однак відмова від блокового добутку Хатри-Рао позбавляє можливості застосовувати притаманні такому добутку тотожності для спрощення розрахунку нижньої межі Крамера-Рао та квадратичних матричних форм. У роботі [12] саме у такий спосіб було формалізовано відгук окремої багатосегментної КЦАР. Вважається за доцільне провести узагальнення відгуку багатопозиційної системи МСЗРЛ з використанням багатосегментних КЦАР у кожній позиції із застосуванням блокового добутку Хатри-Рао.

Метою статті є формування матричних моделей відгуку багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації на основі багатосегментних конформних цифрових антенних решіток для роздільної селекції імпульсних та інформаційних сигналів, що надходять на приймальну підсистему радарно-комунікаційних комплексів з використанням блокового добутку Хатри-Рао.

Основна частина. Конструктивно КЦАР складаються з окремих сегментів, в яких розташовуються лінійні або плоскі решітки антенних елементів. При багатопозиційному варіанті розміщення таких КЦАР у окремих позиціях доцільно ввести іншу, відмінну від [12], систему індексів для опису сигнальної матриці P . Доцільно оперувати ієрархічною градацією конструктивних фрагментів КАР за схемою “позиція–сегмент”, що зручно відобразити у системі індексів, які залучаються для опису координат антенних елементів КЦАР розподіленої у просторі багатопозиційної системи МСЗРЛ.

Крім того, має бути врахована можливість розташування позицій МСЗРЛ одночасно у різних середовищах, наприклад, на землі, на водній поверхні та у повітрі. Присвоївши кожному з зазначених середовищ порядковий номер, введемо відповідний додатковий індекс $i = 1, \dots, I$ до номера позиції МСЗРЛ (T_i) в блокових матрицях, що входять до складу сигнальної матриці. Кількість джерел сигналів та їх координати для кожної позиції і сегменту КЦАР будуть різними. Тому для матриць діаграм спрямованості приймальних антенних елементів введемо індекси $t;g$ при порядковому номері кутової координати джерела сигналу, наприклад, $x_{M_{t;g}}$. Значення доплерівського зсуву радіальної частоти відбитих від цілей сигналів в режимі радіолокації залежить від кутової орієнтації лінії візування, що проходить через фазовий центр окремо взятого сегменту приймальної антенної решітки та об'єкт локації, тому здійснимо індексацію радіальних частот $\omega_{m_{t;g}}$ в аргументах функцій, що описують (АЧХ) частотних фільтрів.

Для аналітичного опису відгуку приймальної системи багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації спочатку розглянемо найпростіший випадок, коли в ефірі присутні лише безперервні сигнали і кожний з передавальних антенних елементів випромінює одночастотний гармонійний сигнал. При цьому номінали частот несучих всіх випромінюючих елементів будуть утворювати спільний багаточастотний сигнал. За умови ортогональності всіх частот буде утворюватись OFDM пакет. За умови порушення ортогональності носійних частот буде утворюватись сигнал N-OFDM.

Якщо представити цифрові відліки напруг зазначених сигналів по виходах приймальних каналів багатосекційної ЦАР у складі одної пірамідальної антенної системи у традиційному матричному вигляді [13]:

$$U = P \cdot A + n, \quad (1)$$

де U – блоковий вектор комплексних напруг сигналів по виходах частотних фільтрів просторових каналів сукупності секцій бактеризувати ЦАР;

P – сигнальна матриця;

A – блоковий вектор амплітуд M сигналів;

n – блоковий вектор шумових напруг,

то структура сигнальної матриці P і блокових векторів U та A у випадку лінійно-решітчатих сегментів приймальної КЦАР багатопозиційної системи МСЗРЛ із застосуванням блокового добутку Хатрі-Рао буде наступною:

а) режим зв'язку за принципом МІМО

$$P = (Q \circ \tilde{H}_Q)[\blacksquare]F, \quad (2)$$

б) режим радіолокації

$$P = Q[\blacksquare]F, \quad (3)$$

де Q – блокова матриця діаграм спрямованості антенних елементів в азимутальній $Q_{r_{i_g}t_{i_g}g}(x_{m_{t_{i_g}}})$ площині у напрямку на m -е джерело сигналів з кутовою координатою $x_{m_{t_{i_g}}}$ (матриця розбита на блоки по вертикалі, кожен з яких відповідає окремій позиції МСЗРЛ),

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{111}(x_{1_{11}}) & \cdots & Q_{111}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{111}}(x_{1_{11}}) & \cdots & Q_{R_{111}}(x_{M_{11}}) \\ \hline Q_{IT_{i_g}}(x_{1_{T_{i_g}}}) & \cdots & Q_{IT_{i_g}}(x_{M_{T_{i_g}}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{T_{i_g}T_{i_g}}}(x_{1_{T_{i_g}}}) & \cdots & Q_{R_{T_{i_g}T_{i_g}}}(x_{M_{T_{i_g}}}) \end{bmatrix};$$

\tilde{H}_Q – блокова матриця передаточних характеристик каналу МІМО в азимутальній $\tilde{h}_{Qr_{i_g}t_{i_g}gm_{t_{i_g}}}$ площині у напрямку на m -е джерело сигналів з кутовою координатою $x_{m_{t_{i_g}}}$,

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q1111_{11}} & \cdots & \tilde{h}_{Q111M_{11}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{1111_{11}}} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{111M_{11}}} \\ \hline \tilde{h}_{QIT_{i_g}1_{T_{i_g}}} & \cdots & \tilde{h}_{QIT_{i_g}M_{T_{i_g}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{QR_{T_{i_g}T_{i_g}1_{T_{i_g}}}} & \cdots & \tilde{h}_{QR_{T_{i_g}T_{i_g}M_{T_{i_g}}}} \end{bmatrix};$$

F – блокова матриця АЧХ частотних фільтрів, сформованих за допомогою операції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), на частотах піднесучих OFDM (N-OFDM) сигналів,

$$F = \begin{bmatrix} F_{111}(\omega_{1_{11}}) & \cdots & F_{111}(\omega_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{111}}(\omega_{1_{11}}) & \cdots & F_{S_{111}}(\omega_{M_{11}}) \\ \hline F_{IT_{i_g}}(\omega_{1_{T_{i_g}}}) & \cdots & F_{IT_{i_g}}(\omega_{M_{T_{i_g}}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{T_{i_g}T_{i_g}}}(\omega_{1_{T_{i_g}}}) & \cdots & F_{S_{T_{i_g}T_{i_g}}}(\omega_{M_{T_{i_g}}}) \end{bmatrix};$$

$t_i=1, \dots, T_i$ – порядковий номер позиції конформної ЦАР в i -му середовищі;

$i=1, \dots, I$ – порядковий номер середовища;

$g=1, \dots, G$ – порядковий номер сегмента конформної ЦАР;

$r=1, \dots, R_{t,g}$ – порядковий номер антенного елементу в лінійній антенній решітці у межах t,g -го сегменту;

\circ – символ матричного добутку Адамара (поелементний добуток);

\blacksquare – символ блокового транспонованого торцевого добутку матриць [14].

Відмінністю наведених матричних співвідношень від розглянутих раніше [9,10,12] є застосування при нумерації елементів матриць додаткового індексу з номером сегменту конформної ЦАР та індексу, що відповідає порядковому номеру середовища функціонування.

Таким чином, на відміну від розглянутих моделей відгуків лінійних і плоских ЦАР [9...12] сукупний опис вектора вихідних напруг сигналів, представлений в (1...3) враховує наявність у багатоантенній системі T позицій в тому чи іншому середовищі, у кожній з яких міститься по G сегментів ЦАР, та застосуванням блокового добутку Хатрі-Рао. Розглянута модель може бути ускладнена за рахунок припущення наявності у кожній з позицій або різної кількості сегментів ЦАР G_{t_i} (t_i – порядковий номер позиції), або неоднакової кількості антенних елементів $R_{t,g}$ у наявних сегментах (індекс g характеризує поточний номер сегменту). Індекс $S_{t,g}$ у матриці АЧХ описує можливість застосування різної розмірності операції швидкого перетворення Фур'є для синтезу частотних фільтрів по виходах антенних решіток різних сегментів конформних антен в тій чи іншій позиції МСЗРЛ.

При застосування плоских антенних решіток у секціях КЦАР вирази (2), (3) ускладняться за рахунок необхідності врахування у сигнальній матриці діаграм спрямованості антенних елементів у кутомісцевій площині. За умови однакової кількості елементів у рядках і стовпцях плоскої антенної решітки, сигнальна матриця буде мати вид:

а) режим зв'язку за принципом МІМО

$$P = ((Q \circ \tilde{H}_Q) [\otimes] (V \circ \tilde{H}_V)) [\blacksquare] F, \quad (4)$$

б) режим радіолокації

$$P = (Q [\otimes] V) [\blacksquare] F, \quad (5)$$

де Q , V – блокові матриці діаграм спрямованості антенних елементів в азимутальній $Q_{r_{i,g}t_{i,g}}(x_{m_{i,g}})$ і кутомісцевій $V_{r_{i,g}t_{i,g}}(y_{m_{i,g}})$ площинах у напрямках на m -е джерело сигналів з кутовими координатами $(x_{m_{i,g}}, y_{m_{i,g}})$ відносно t,g -ї позиції, матриці розбиті на блоки по вертикалі, кожен з яких описує діаграми спрямованості просторових каналів в окремій позиції МСЗРЛ,

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{111}(x_{11}) & \cdots & Q_{111}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{11}11}(x_{11}) & \cdots & Q_{R_{11}11}(x_{M_{11}}) \\ \hline Q_{1T_iG}(x_{1T_iG}) & \cdots & Q_{1T_iG}(x_{M_{T_iG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{T_iG}T_iG}(x_{1T_iG}) & \cdots & Q_{R_{T_iG}T_iG}(x_{M_{T_iG}}) \end{bmatrix} \quad V = \begin{bmatrix} V_{111}(y_{11}) & \cdots & V_{111}(y_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{11}11}(y_{11}) & \cdots & V_{R_{11}11}(y_{M_{11}}) \\ \hline V_{1T_iG}(y_{1T_iG}) & \cdots & V_{1T_iG}(y_{M_{T_iG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{T_iG}T_iG}(y_{1T_iG}) & \cdots & V_{R_{T_iG}T_iG}(y_{M_{T_iG}}) \end{bmatrix};$$

$t_i=1, \dots, T_i$ – порядковий номер позиції ЦАР в i -му середовищі;

$i=1, \dots, I$ – порядковий номер середовища;

$g=1, \dots, G$ – порядковий номер сегмента конформної ЦАР;

$r=1, \dots, R_{t,g}$ – порядковий номер антенного елементу в плоскій антенній решітці у межах

t,g -го сегменту;

\tilde{H}_Q , \tilde{H}_V – блокові матриці передаточних характеристик каналу МІМО в азимутальній $\tilde{h}_{Q_{R_{i_g}T_i G M_{i_g}}}$ і кутомісцевій $\tilde{h}_{V_{R_{i_g}T_i G M_{i_g}}}$ площинах у напрямку на m -е джерело сигналів з відносними кутовими координатами $(x_{m_{i_g}}, y_{m_{i_g}})$,

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q_{111111}} & \cdots & \tilde{h}_{Q_{111M_{11}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{Q_{R_{11}111111}} & \cdots & \tilde{h}_{Q_{R_{11}11M_{11}}} \\ \hline \tilde{h}_{Q_{1T_i G 1T_i G}} & \cdots & \tilde{h}_{Q_{1T_i G M_{T_i G}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{Q_{R_{T_i G}T_i G 1T_i G}} & \cdots & \tilde{h}_{Q_{R_{T_i G}T_i G M_{T_i G}}} \end{bmatrix}, \quad \tilde{H}_V = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{V_{111111}} & \cdots & \tilde{h}_{V_{111M_{11}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{V_{R_{11}111111}} & \cdots & \tilde{h}_{V_{R_{11}11M_{11}}} \\ \hline \tilde{h}_{V_{1T_i G 1T_i G}} & \cdots & \tilde{h}_{V_{1T_i G M_{T_i G}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{V_{R_{T_i G}T_i G 1T_i G}} & \cdots & \tilde{h}_{V_{R_{T_i G}T_i G M_{T_i G}}} \end{bmatrix}.$$

Блокова матриця АЧХ частотних фільтрів, сформованих за допомогою операції швидкого перетворення Фур'є (ШПФ), на частотах піднесучих сигналів залишиться такою самою, як і в (2) та в (3).

Враховуючи, що в загальному випадку у різних позиціях конформних антенних постів та різних їх сегментах можуть розташовуватися неоднакові за кількістю антенних елементів решітки, у кожному блоці розглянутих вище блокових матриць буде своя, унікальна кількість елементів по вертикалі. В елементах виразів (4), (5) це враховано подвійним індексом кількості просторових каналів R_{i_g} . Якщо решітки мають однакову кількість елементів у вертикальній і горизонтальній площинах, то відповідний параметр R_{i_g} для них буде однаковим, якщо ж ні, то доцільно при величині R_{i_g} ввести додатковий індекс x або y , що характеризував би горизонтальну й вертикальну площини, тобто одержимо $R_{x_{i_g}}$ і $R_{y_{i_g}}$.

З урахуванням такого ускладнення позначень, у випадку застосування у кожному сегменті приймальної конформної ЦАР плоских решіток з різною кількістю елементів у вертикальній і горизонтальній площинах, наведені вирази (4), (5) мають бути модифіковані шляхом заміни блокових матриць Q , V і \tilde{H}_Q , \tilde{H}_V у такий спосіб:

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{111}(x_{11}) & \cdots & Q_{111}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{x_{11}11}}(x_{11}) & \cdots & Q_{R_{x_{11}11}}(x_{M_{11}}) \\ \hline Q_{1TG}(x_{1TG}) & \cdots & Q_{1TG}(x_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{x_{TG}TG}}(x_{1TG}) & \cdots & Q_{R_{x_{TG}TG}}(x_{M_{TG}}) \end{bmatrix}, \quad V = \begin{bmatrix} V_{111}(y_{11}) & \cdots & V_{111}(y_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{y_{11}11}}(y_{11}) & \cdots & V_{R_{y_{11}11}}(y_{M_{11}}) \\ \hline V_{1TG}(y_{1TG}) & \cdots & V_{1TG}(y_{M_{TG}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{y_{TG}TG}}(y_{1TG}) & \cdots & V_{R_{y_{TG}TG}}(y_{M_{TG}}) \end{bmatrix},$$

$$\tilde{H}_Q = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{Q_{111111}} & \cdots & \tilde{h}_{Q_{111M_{11}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{Q_{R_{x_{11}11}111111}} & \cdots & \tilde{h}_{Q_{R_{x_{11}11}11M_{11}}} \\ \hline \tilde{h}_{Q_{1TG1TG}} & \cdots & \tilde{h}_{Q_{1TGM_{TG}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{Q_{R_{x_{TG}TG}1TG}} & \cdots & \tilde{h}_{Q_{R_{x_{TG}TG}TGM_{TG}}} \end{bmatrix}, \quad \tilde{H}_V = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{V_{111111}} & \cdots & \tilde{h}_{V_{111M_{11}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{V_{R_{y_{11}11}111111}} & \cdots & \tilde{h}_{V_{R_{y_{11}11}11M_{11}}} \\ \hline \tilde{h}_{V_{1TG1TG}} & \cdots & \tilde{h}_{V_{1TGM_{TG}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{h}_{V_{R_{y_{TG}TG}1TG}} & \cdots & \tilde{h}_{V_{R_{y_{TG}TG}TGM_{TG}}} \end{bmatrix}.$$

Спираючись на описані математичні моделі відгуків конформної ЦАР, демодуляція OFDM (N-OFDM) сигналів із квадратурно-амплітудною модуляцією з відомими частотами піднесучих і кутовими координатами джерел випромінювання може бути здійснена за вже згаданим вище відомим виразом для векторів та матриць блокової структури $\tilde{A} = (P^T P)^{-1} P^T U$ з урахуванням просторово-часового або іншого варіанту кодування МІМО-сигналів.

Якщо замість одночастотного випадку передачі даних кожним випромінювачем розглядати випромінювання багаточастотних пакетів кожним антенним елементом, то від блокового добутку Хатрі-Рао в (2)...(5) варто перейти до використання блокового прямого добутку. Наприклад, у випадку застосування для передачі даних Е-частотних сигналів з неспівпадаючими піднесучими, з врахуванням введених додаткових індексів x та y для горизонтальної та вертикальної площин сигналні матриці, у виразах (4), (5) можуть бути представлені у вигляді:

а) режим зв'язку за принципом МІМО

$$P = ((Q \circ \tilde{H}_Q) [\otimes] (V \circ \tilde{H}_V)) [\otimes] F, \quad (6)$$

б) режим радіолокації

$$P = (Q [\otimes] V) [\otimes] F, \quad (7)$$

де Q , V – блокові матриці діаграм спрямованості, в яких блоки сформовані не тільки по вертикалі відповідно до позицій МСЗРЛ, а й додатково – по горизонталі, згідно з номером джерела сигналів,

$$Q = \begin{bmatrix} Q_{111}(x_{I_{11}}) & \cdots & Q_{111}(x_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{x11}}(x_{I_{11}}) & \cdots & Q_{R_{x11}}(x_{M_{11}}) \\ \hline Q_{1T_{1G}}(x_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & Q_{1T_{1G}}(x_{M_{T_{1G}}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Q_{R_{xT_{1G}}}(x_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & Q_{R_{xT_{1G}}}(x_{M_{T_{1G}}}) \end{bmatrix} \quad V = \begin{bmatrix} V_{111}(y_{I_{11}}) & \cdots & V_{111}(y_{M_{11}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{y11}}(y_{I_{11}}) & \cdots & V_{R_{y11}}(y_{M_{11}}) \\ \hline V_{1T_{1G}}(y_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & V_{1T_{1G}}(y_{M_{T_{1G}}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ V_{R_{yT_{1G}}}(y_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & V_{R_{yT_{1G}}}(y_{M_{T_{1G}}}) \end{bmatrix};$$

F – блокова матриця АЧХ частотних фільтрів, сформованих у приймальній ЦАР за допомогою операції ШПФ, на частотах Е піднесучих OFDM (N-OFDM) сигналів M джерел,

$$F = \begin{bmatrix} F_{111}(\omega_{I_{11}}) & \cdots & F_{111}(\omega_{E_{11}}) & \cdots & F_{111}(\omega_{I_{M_{11}}}) & \cdots & F_{111}(\omega_{E_{M_{11}}}) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{111}}(\omega_{I_{11}}) & \cdots & F_{S_{111}}(\omega_{E_{11}}) & \cdots & F_{S_{111}}(\omega_{I_{M_{11}}}) & \cdots & F_{S_{111}}(\omega_{E_{M_{11}}}) \\ \hline \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{1T_{1G}}(\omega_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & F_{1T_{1G}}(\omega_{E_{T_{1G}}}) & \cdots & F_{1T_{1G}}(\omega_{I_{M_{T_{1G}}})} & \cdots & F_{1T_{1G}}(\omega_{E_{M_{T_{1G}}})} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \cdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{I_{T_{1G}}}) & \cdots & F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{E_{T_{1G}}}) & \cdots & F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{I_{M_{T_{1G}}})} & \cdots & F_{S_{T_{1G}T_{1G}}}(\omega_{E_{M_{T_{1G}}})} \end{bmatrix}.$$

Висновки. У статті формалізовано матричні моделі відгуків багатосегментних цифрових антенних решіток у складі багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку та радіолокації (ІСЗРЛ) для роздільної селекції імпульсних та інформаційних сигналів на випадки застосування одно та багаточастотних сигналів, використання лінійних та плоских антенних решіток у сегментах. Розроблені моделі спираються на застосування блокового добутку Хатрі-Рао. Запропоновані моделі відгуку КЦАР ІСЗРЛ дозволять суттєво спростити отримання нижньої межі Крамера-Рао для дисперсій оцінок параметрів сигналів і здійснити аналіз її достовірності шляхом математичного моделювання процедур обробки сигналів в приймальному сегменті ІСЗРЛ. Метою подальших досліджень є удосконалення

запропонованих моделей на випадок режиму роботи багатопозиційної ІСЗРЛ мульти-МІМО та моделювання окремих аспектів функціонування і обробки сигналів вказаної ІСЗРЛ.

Література

1. Черняк В. С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе МІМО РЛС / В. С. Черняк // Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – № 8. – С. 29-45.
2. Li J. МІМО radar signal processing / J. Li., P. Stoica. – New Jersey: A John Wiley & sons inc., 2009.
3. Daum F. МІМО Radar: Snake Oil or Good Idea / F. Daum, J. Huang // IEEE A&E Systems Magazine, May 2009.
4. Горшков С. А. Анализ отношения сигнал-шум МІМО радиолокационных систем / С. А. Горшков, П. И. Оргиш // Международная научно-практическая конференция «Современные информационные и электронные технологии» (27 – 31 мая 2013 г.). – Одесса: Одесский национальный политехнический институт. – 2013. – С. 230-233.
5. Васюта К. С. Мультирадарная информационно-измерительная система на основе хаотических сигналов. / К. С. Васюта, Ф. Ф. Зоц, С. В. Озеров // Радиолокационные и телекоммуникационные системы. – 2013. – № 3. – С. 25-32.
6. Слюсар В. І. Інтегрована система зв'язку та радіолокаційної розвідки на основі технології МІМО / В. І. Слюсар, А. О. Зінченко // 3-а Всеукраїнська науково-технічна конференція «Перспективи розвитку озброєння і військової техніки Сухопутних військ». – Львів, Академія Сухопутних військ імені Гетьмана Петра Сагайдачного. 13- 4 квітня 2010 р. – С. 150.
7. Слюсар В. І. Конвергенція систем зв'язку та радіолокаційної розвідки. / В. І. Слюсар, А. О. Зінченко // Науково-технічна конференція «Проблемні питання розвитку озброєння та військової техніки» (16 - 17 грудня 2010 р.). – Київ : ЦНДІ ОВТ ЗСУ. – 2010. – С. 95-97.
8. Зінченко А. О. Багатопозиційна система мобільних станцій зв'язку та радіолокації. / А. О. Зінченко, В. І. Слюсар // Тези доповідей вісімнадцятої науково-практичної конференції “Проблеми створення, розвитку та застосування інформаційних систем спеціального призначення”, 15 квітня 2011 р. – Житомир: Житомирський військовий інститут імені С. П. Корольова Національного авіаційного університету, 2011. – С. 105-106.
9. Зінченко А. О. Модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі мультикористувальницького методу МІМО. / А. О. Зінченко // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – № 2(30). – С. 124-130.
10. Зінченко А. О. Удосконалена модель багатопозиційної інтегрованої системи зв'язку і радіолокації на основі мультикористувальницького методу МІМО. / А. О. Зінченко, В. І. Слюсар // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2014. – № 1. – С. 55-61.
11. Зінченко А. О. Матричные модели откликов OFDM-сигналов в многопозиционной радарно-коммуникационной системе. / Научно-образовательный журнал «Вестник военного института ВВ МВД республики Казахстан». – 2014 – № 2(12). – С. 58-63.
12. Зінченко А. О. Модель відгука багатосекційної пірамідальної антенної решітки при вимірі параметрів радіоімпульсів на фоні OFDM сигналів / А. О. Зінченко, Д. В. Слюсар // Збірник наукових праць Центру військово-стратегічних досліджень Національного університету оборони України. – 2013. – № 2(48). – С. 114-118.
13. Миночкин А. И. Основы военно-технических исследований. Теория и приложения. Том. 2. Синтез средств информационного обеспечения вооружения и военной техники / А. И. Миночкин, В. И. Рудаков, В. И. Слюсар ; под ред. А. П. Ковтуненко. – Киев: «Гранма». – 2012. – С. 7-98; 354-521.
14. Слюсар В. И. Обобщенные торцевые произведения матриц в моделях цифровых антенных решеток с неидентичными каналами. / В. И. Слюсар // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 2003. – Том 46, № 10. – С. 9-17.